

단상 전류원형 능동전력필터를 위한 펄스 폭 변조법의 개선

An Improvement of PWM Method for Single Phase Current Source Type Active Power Filter

朴 仁 圭* · 朴 鍾 根**
(In-Gyu Park · Jong-Keun Park)

요 약

능동 전력 필터에 있어서 전력 변환기의 제어를 위한 펄스 폭 변조법(PWM method)은 필터의 성능 및 효율에 큰 영향을 미친다. 본 논문에서는 단상 전류원형 능동 전력 필터에 대하여, 특히 필터의 고조파 보상 효율을 개선하는 새로운 펄스 폭 변조법을 제시하였다. 이 방법은 기본적으로는 최적 주입법을 기초로 한 것인데, 기존의 방법과는 달리 펄스의 폭 뿐만이 아니라 펄스의 위치도 역시 제어 변수로 하여 최적 주입법을 적용한다. 이렇게 함으로써, 주기당의 펄스 수가 N 일 때 N 차까지의 저차 고조파들을 완전히 제거할 수 있게 된다. 따라서 이 방법은 기존의 방법들에 비해 고조파보상의 효율면에서 크게 우수하다. 이러한 특성은 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험을 통해서도 잘 확인되었다.

Abstract- In the active power filter, the PWM method for controlling the power converter plays an important role for the performance and the efficiency of the filter. In this paper, a new PWM method for the single phase current source type active power filter is presented, which is intended particularly for obtaining the maximum efficiency of the compensation. This method is basically based upon the optimized injection method, but in contrast to the existing method, this method adapts the optimized injection method by putting not only the pulse width, but also the pulse position into control variables. By doing this, when the number of pulses per one cycle is N , lower order harmonics up to the N th order can be completely eliminated by the filter. So, this method is much more efficient than any other existing method. These characteristics are well verified by the computer simulations and the experiments.

*正 會 員 : 서울대 工大 電氣工學科 博士課程
 **正 會 員 : 서울대 工大 電氣工學科 副教授 · 工博
 接 受 日 字 : 1989年 9月 11日
 1 次 修 正 : 1990年 1月 8日

1. 서 론

전력 전자 기기 등 비선형 부하의 사용 증가로
 인하여 전력 시스템에서의 고조파 오염 문제가 심각

하게 대두되고 있다. 이러한 고조파를 제거하기 위해서, 저항, 인덕터, 커패시터들로 구성되는 수동 필터가 사용될 수 있다. 수동 필터는 고조파 전류가 발생하는 비선형 부하 단에 병렬로 연결되어 고조파에 대한 낮은 임피던스 통로를 제공함으로써 고조파 전류의 전원으로의 유입을 억제하는 것이 기본 원리이다. 한편, 직류 전원과 전력 변환기로 구성되는 전류 주입식 능동 전력 필터는 비선형 부하 단에 병렬로 연결되어 보상 전류를 주입함으로써 고조파 전류를 상쇄시키고자 하는 것이 기본 원리로서, 수동 필터에 비하여 저차 고조파의 제거가 용이하고, 계통의 조건에 관계없이 적용할 수 있으며, 과부하의 위험이 없다는 등의 장점을 가지고 있어서 최근 큰 기대를 모으고 있다[1-6].

전류 주입식 능동 전력 필터는 크게, 직류 전원으로 전류를 사용하는 전류원형과 전압원을 사용하는 전압원형의 두 종류로 나뉜다. 이들 두 종류의 능동 전력 필터들은 각기 일장일단을 가지고 있어서 아직까지 그 우열이 뚜렷이 가늠되지 않고 있다.

전류 주입식 능동 전력 필터에 있어서, 전력 변환기의 제어를 위한 펄스 폭 변조법(PWM method)은 필터의 성능 및 효율에 큰 영향을 미친다. 때문에 이 펄스 폭 변조법을 개선하기 위한 여러가지의 연구들이 발표되어 왔다. 그 중에서, 전류원형 능동 전력 필터의 펄스 폭 변조법에 관한 주요한 선행 연구들을 열거해보면 다음과 같다.

- 1) 적응 전압 제어법(Adaptive voltage control method).
- 2) 삼각파 변조법(Triangular-wave modulation method).
- 3) 멀티 펄스 변조법(Multi-pulse PWM method).
- 4) 최적 주입법(Optimized injection method).
- 5) 적응 격자 최적 주입법(Adaptive panel optimized injection method).

제일 먼저 발표되었던 적응 전압 제어법[1]은 정현파 전압을 기준 신호로 하여 펄스의 폭을 적응 제어하는 방법인데, 이 방법은 전원 임피던스가 작을 경우에 고조파 전류의 보상이 어렵다는 점이 지적되어 이후에는 고조파 전류를 기준 신호로 하여 펄스의 폭을 변조하는 방법들이 주로 발표되었다. 삼각파 변조법[2]은 삼각파의 반송 신호와 기준 고조파 전류 신호와의 교점을 가지고

펄스의 폭을 변조하는 방법이다. 이 방법은 제어를 순시적으로 할 수 있다는 장점이 있으나, 원하는 고조파 보상 효과를 얻기 위해서는 상당히 많은 수의 펄스 즉, 스위칭이 소요된다는 점에서 고조파 제거의 효율이 좋지 않다고 지적되었다. 이에, 고조파 제거의 효율을 높이기 위해, 고조파 전류의 푸리에(Fourier) 해석을 통하여 펄스 폭 변조를 하는 방법들 [3-5]이 발표되어 왔는데, 그 중에서 최적 주입법들 [4,5]은 고조파 방정식이라 불리는 비선형 연립 방정식의 풀이를 통해 펄스의 폭을 구함으로써 주기당의 펄스 수가 N 일 때 $N/2$ 차까지의 저차 고조파들을 완전히 제거하도록 하였다.

본 논문에서는 단상 전류원형 능동 전력 필터에 대하여, 특히 필터의 고조파 보상 효율을 더욱 개선할 수 있는 새로운 펄스 폭 변조법을 제시하였다. 이 방법은 기본적으로는 최적 주입법 [4,5]들을 기초로 한 것인데, 기존의 방법들과는 달리 펄스의 폭 뿐만이 아니라 펄스의 위치도 역시 제어 변수로 하여 최적 주입법을 적용한다. 이렇게 함으로써 주기당의 펄스 수가 N 일 때 N 차까지의 저차 고조파들을 완전히 제거할 수 있게 된다. 따라서 이 방법은 기존의 방법들에 비해 고조파 보상의 효율면에서 크게 우수하다. 이러한 특성은 컴퓨터 시뮬레이션 및 실제의 실험을 통해서도 잘 확인되었다.

2. 전류 주입식 능동 전력 필터의 기본 동작 원리

그림 1에 비선형 부하를 가진 전력 계통을 나타내었다. 이 전력 계통에서, 전원 전류 i_{so} 는 부하의 비선형성 때문에 정현파가 아니다. 또한 부하 전압 v_L 도 전원임피던스 L_s 에서의 고조파 전압 강하에 의하여 왜곡된다. 전류 주입식 능동 전력 필터는 이러한 전력 계통의 전류 및 전압 왜곡을 보상하기 위해 부하 단에 병렬로 연결되는 고조파 전류원이라고 설명할 수 있다. 그림 2에서, 능동

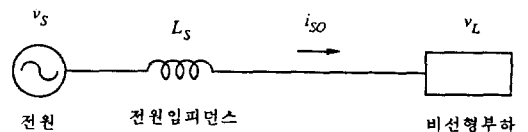


그림 1 비선형 부하를 가진 전력 계통
Fig. 1 Power system with a nonlinear load

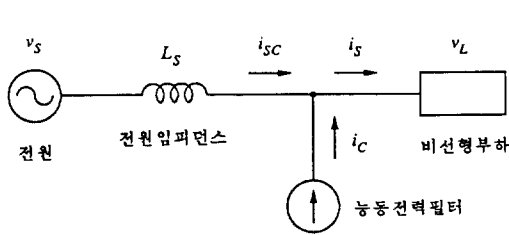


그림 2 전류 주입식 능동 전력 필터에 의한 고조파의 보상

Fig. 2 Harmonics compensation by the current injection type active power filter

전력 필터에 의해 보상전류가 부하 단에 주입되면, 이 보상 전류는 전원측과 부하측으로 분지되어 그림 2와 같은 전류의 분포가 형성되며, 이 전류들은 다음의 관계를 갖는다.

$$i_{sc}(t) = i_s(t) - i_c(t). \quad (1)$$

지금, 전원 전류 i_s 를 푸리에 급수로 전개하는 것을 생각한다.

$$i_s(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos(n\omega t). \quad (2)$$

그러면, 이 전원 전류에 포함되어 있는 고조파 전류 i_H 는 다음과 같다.

$$i_H(t) = \sum_{n=2}^{\infty} a_n \sin(n\omega t) + \sum_{n=2}^{\infty} b_n \cos(n\omega t). \quad (3)$$

보상 전류 i_c 의 푸리에 급수 전개가 다음과 같다고 생각한다.

$$i_c(t) = \sum_{n=1}^{\infty} c_n \sin(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} d_n \cos(n\omega t). \quad (4)$$

그러면, 식(1)을 참조하면, 전원 전류 i_s 에서 고조파 전류 i_H 를 완전히 제거하여 보상된 전원 전류 i_{sc} 가 순수한 정현파가 되도록 하기 위해서는, 보상 전류 i_c 의 푸리에 계수 c_n, d_n 들이 고조파 전류 i_H 의 푸리에 계수 a_n, b_n 들과 같아야 한다. 즉,

$$\begin{aligned} c_n &= a_n \quad (n=2, 3, \dots, \infty) \\ d_n &= b_n \quad (n=2, 3, \dots, \infty). \end{aligned} \quad (5)$$

만일 이 보상 전류가 그림 2와 같이 전력 계통에 주입되면, 보상된 전원 전류 i_{sc} 는 순수한 정현파가 되며, 전원 임피던스에서의 전압 강하도 순수한 정현파가 된다. 따라서, 부하 전압 v_L 도 역시 순수한 정현파가 된다.

3. 단상 전류원형 능동 전력 필터의 해석과 펄스 폭 변조법의 개선

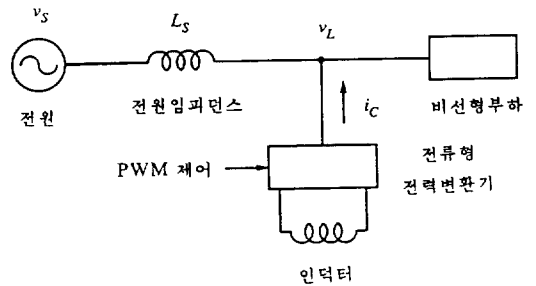


그림 3 전류원형 능동 전력 필터에 대한 간략도
Fig. 3 Simplified diagram for the current source type active power filter

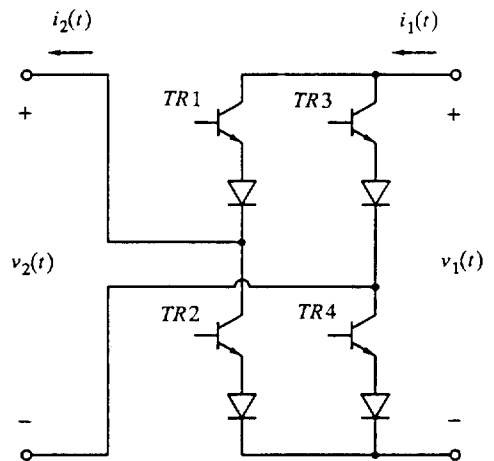


그림 4 단상 전류원형 전력 변환기
Fig. 4 A single phase current-fed power converter

그림 3에 실제의 전류원형 능동 전력 필터를 간략하게 나타내었다. 그림에서 보는 바와 같이, 전류원형 능동 전력 필터는 인덕턴스가 큰 인덕터와 전류원형 전력 변환기로 구성된다. 이 인덕터는 직류 전류원 역할을 한다. 그리고, 전류원형 전력 변환기는 이 직류 전류원으로부터 보상 전류 i_c 를 발생하는 고조파 전류원 인버터로서 동작한다. 한편, 인덕터 및 스위칭 소자들에서의 전력 손실을 보상하기 위해서는, 이 전류원형 전력 변환기는 고조파 전류원 인버터로서의 동작 뿐만 아니라 전압 정류기의 역할도 병행하여야 한다.

그림 4에 단상 전류원형 전력 변환기를 나타내었다. (그림의 단순화를 위하여 부가 회로들은 생략하였다.) 그림에서, 직류측 전류 i_1 이 양으로 유지되는 한에 있어서는, 이 전류원형 전력 변환기는 다

표 1 단상 전류형 전력 변환기의 $S(t)$ 의 값들

Table 1 Values of $S(t)$ of the single phase current-fed power converter

도통된 TR들	$S(t)$ 의 값
TR1, TR4	+1
TR2, TR3	-1
TR1, TR2	0
TR3, TR4	0

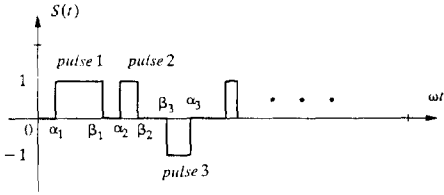


그림 5 단상 전류형 전력 변환기의 $S(t)$ 의 예
Fig. 5 An example of $S(t)$ of the single phase current-fed power converter

음과 같은 스위칭 함수 $S(t)$ 로서 파악될 수 있다.

$$i_2(t) = S(t)i_1(t) \quad (6)$$

$$v_1(t) = S(t)v_2(t),$$

여기에서 $S(t)$ 는 전력용 트랜지스터 TR들의 스위칭조합에 따라 표 1과 같은 값을 갖는다. 그림 5에 이 $S(t)$ 의 한 예를 나타내었다. 그림 5에서 보면, 스위칭 함수 $S(t)$ 에는 주기당의 펄스 수가 N 일 때 $2N$ 개의 제어변수 α_i, β_i 들이 존재함을 알 수 있다. 지금은, $S(t)$ 가 다음과 같이 푸리에 급수로 전개되는 것을 생각한다.

$$S(t) = \sum_{n=1}^{\infty} g_n \sin(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} h_n \cos(n\omega t) \quad (7)$$

그러면, 푸리에 계수 g_n, h_n 들은 다음과 같이 스위칭 각 α_i, β_i 들의 함수로 표현될 수 있다.

$$g_n = -\frac{1}{n\pi} \sum_{i=1}^n [\cos(n\beta_i) - \cos(n\alpha_i)] \quad (8)$$

$$h_n = +\frac{1}{n\pi} \sum_{i=1}^n [\sin(n\beta_i) - \sin(n\alpha_i)]$$

$$(n=1, 2, \dots, \infty).$$

($\alpha_i < \beta_i$ 일 때는 펄스는 (+)펄스이며, $\alpha_i > \beta_i$ 일 때는 펄스는 (-)펄스이다.)

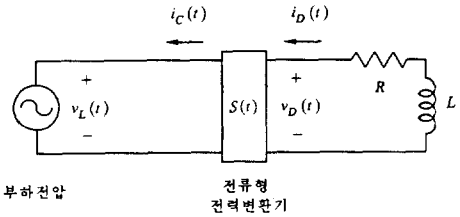


그림 6 단상 전류원형 능동 전력 필터에 대한 등가 회로

Fig. 6 Equivalent circuit for the single phase current source type active power filter

단상 전류원형 능동 전력 필터를 위한 펄스 폭 변조 문제는 다음과 같이 정의될 수 있다. 그림 3의 능동 전력 필터를 동작시켜 식(5)가 만족되도록 하기 위해서는, 여하히 그림 5의 스위칭 각 α_i, β_i 들을 결정해야 하는가? 혹은, 여하히 $S(t)$ 의 푸리에 계수 g_n, h_n 들을 결정해야 하는가? (g_n 과 h_n 들이 결정된 후에는 α_i 와 β_i 들은 식(8)의 비선형 연립 방정식 풀이를 통해서 구해질 수 있다.)

그림 6에 단상 전류원형 능동 전력 필터에 대한 등가 회로를 나타내었다. 그림에서, R 은 인덕터 및 스위칭 소자들의 등가 저항이다.

지금, 능동 전력 필터가 정상 운전 상태로 동작하고 있다고 가정한다. 그러면 부하전압 v_L 은 순수한 정현파이다.

$$v_L(t) = V_L \sin(\omega t) \quad (9)$$

그러면, 인덕터 전압 v_D 는, 식(6)에 의하면, 다음과 같이 주어진다.

$$v_D(t) = S(t)v_L(t) \quad (10)$$

그리고 인덕터 전류 i_D 는, 그림 6의 직류측 폐로에 키르히호프의 전압 법칙을 적용하면 다음과 같이 주어진다.

$$Ri_D(t) + L \frac{di_D(t)}{dt} = -v_D(t), \quad (11)$$

그러나, 정상 상태에서, L 이 충분히 클 경우에는 i_D 의 변동(ripple)은 매우 작아지며, 따라서 i_D 는 그 직류 성분만으로 잘 근사될 수 있다. 지금 v_D 와 i_D 의 직류 성분을 각각 V_D 와 I_D 로 표시하면, 식(11)은 정상 상태에서 다음과 같이 된다.

$$RI_D = -V_D \quad (12)$$

V_D 는 식(9)와 식(10)을 이용하면 다음과 같이 전

개된다.

$$\begin{aligned} V_D &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_D(t) d\omega t \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} S(t) V_L \sin(\omega t) d\omega t \\ &= \frac{V_L}{2} g_1. \end{aligned} \tag{13}$$

식(13)을 식(12)에 대입하면,

$$g_1 = -\frac{2RI_D}{V_L} \tag{14}$$

그러므로, 스위칭 함수 $S(t)$ 의 푸리에 기본과 계수 g_1 을 식(14)의 값을 갖도록 하면, 인덕터 전류 i_D 는 정상 상태에서 I_D 의 값으로 유지되며, 인덕터는 직류 전류원의 역할을 하게된다.

$$i_D(t) = I_D. \tag{15}$$

다음으로, 보상 전류 i_C 는 식(6)과 식(15)를 이용하면 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} i_C(t) &= S(t) i_D(t) \\ &= S(t) I_D \end{aligned} \tag{16}$$

식(7)을 식(16)에 대입하면,

$$i_C(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_D g_n \sin(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} I_D h_n \cos(n\omega t) \tag{17}$$

식(17)과 식(4)를 비교하면 다음의 식들이 얻어진다.

$$c_n = I_D g_n \quad (n=1, 2, \dots, \infty) \tag{18}$$

$$d_n = I_D h_n \quad (n=1, 2, \dots, \infty).$$

따라서, 고조파 전류를 완전히 보상하기 위해서는 식(5)에 의하면 다음의 식들이 만족되어야 한다.

$$g_n = \frac{a_n}{I_D} \quad (n=2, 3, \dots, \infty) \tag{19}$$

$$h_n = \frac{b_n}{I_D} \quad (n=2, 3, \dots, \infty)$$

한편, 기본과 무효 전류를 I_R 의 크기만큼 보상하고자 한다면, 식(18)에 의하면, h_1 은 다음식을 만족해야 한다.

$$h_1 = \frac{I_R}{I_D} \tag{20}$$

이상의 결과들을 정리하면 다음과 같다.

$$g_1 = -\frac{2RI_D}{V_L} \tag{21}$$

$$h_1 = \frac{I_R}{I_D}$$

$$g_n = \frac{a_n}{I_D} \quad (n=2, 3, \dots, \infty)$$

$$h_n = \frac{b_n}{I_D} \quad (n=2, 3, \dots, \infty)$$

식(21)의 우변 값들은 지정되어 있거나 측정을 통해서 주어지는 값들이다. 이상의 논의에서 알 수 있는 바는, 단상 전류원형 능동 전력 필터가 이상적으로 동작되기 위해서는 스위칭 함수 $S(t)$ 의 푸리에 계수 g_n, h_n 들은 식(21)을 만족해야 한다는 것이다.

식(21)을 식(7)에 대입하면, 스위칭 함수 $S(t)$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$S(t) = -\frac{2RI_D}{V_L} \sin(\omega t) + \frac{I_R}{I_D} \cos(\omega t) + \frac{i_H(t)}{I_D} \tag{22}$$

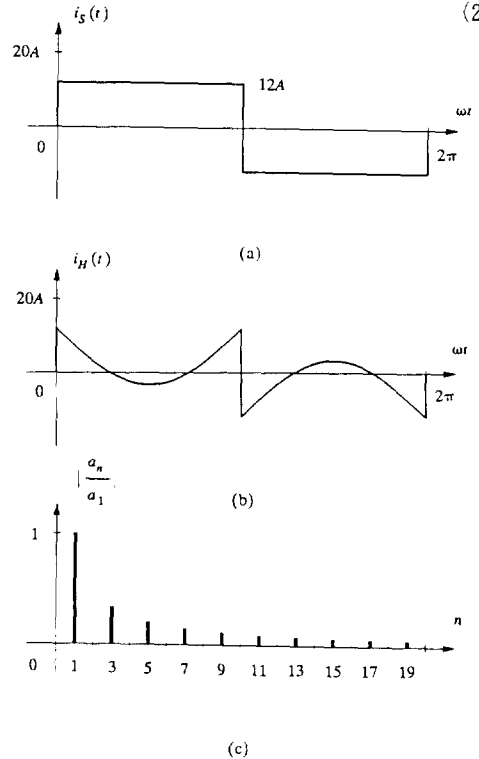


그림 7 무한 인덕터를 갖는 정류기 부하의 고조파 특성 (이론치)
 (a) 전원 전류 i_s
 (b) 고조파 전류 i_H
 (c) 전원 전류 i_s 의 스펙트럼

Fig. 7 Harmonic characteristics of the rectifier load with an infinite inductor (theoretical results)
 (a) Source current i_s
 (b) Harmonic current i_H
 (c) Spectrum of the source current i_s

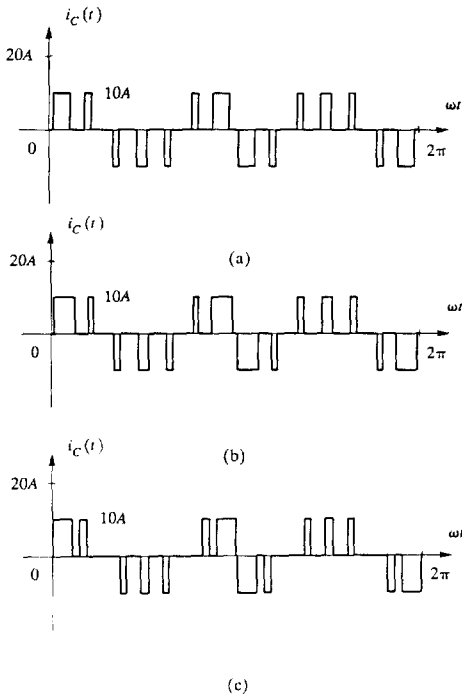


그림 8 보상 전류 i_c 의 파형 (이론치)

- (a) 삼각파 변조법
- (b) 최적 주입법
- (c) 제안된 방법

Fig. 8 Waveforms of the compensation current i_c (theoretical results)
 (a) Triangular-wave modulation method
 (b) Optimized injection method
 (c) Proposed method

그리고 식(22)를 식(16)에 대입하면, 보상전류 i_c 는 다음과 같이 구해진다.

$$i_c(t) = -\frac{2RI\beta}{V_L}\sin(\omega t) + I_R\cos(\omega t) + i_H(t) \quad (23)$$

이 보상 전류에 의해 전원측에서 능동 전력 필터쪽으로 흘러 들어가는 유효 전력 P 는 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} P &= -\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_L(t) i_c(t) d\omega t \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} 2RI\beta \sin^2(\omega t) d\omega t \\ &= RI\beta^2 \end{aligned} \quad (24)$$

이 유효 전력은 그림 6의 직류측 등가 저항 R 에서 손실되는 유효 전력과 동일하다.

지금, 식(8)에서 보면, 제어 변수는 α_i 와 β_i 들

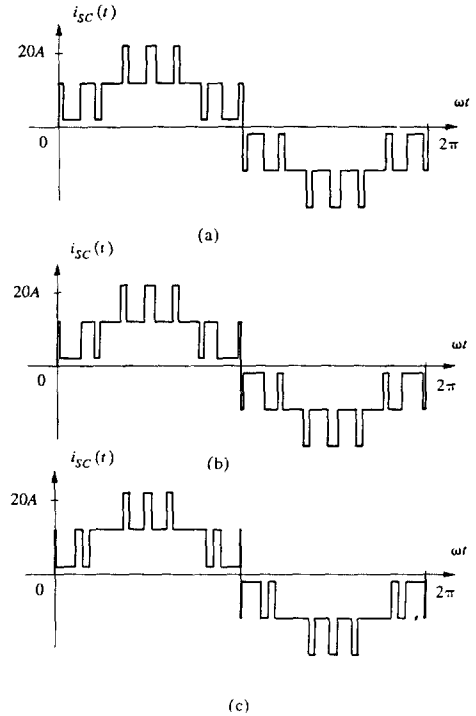


그림 9 보상된 전원 전류 i_{sc} 의 파형 (이론치)

- (a) 삼각파 변조법
- (b) 최적 주입법
- (c) 제안된 방법

Fig. 9 Waveforms of the compensated source current i_{sc} (theoretical results)
 (a) Triangular-wave modulation method
 (b) Optimized injection method
 (c) Proposed method

이며, 주기당의 펄수 수가 N 일 때 제어 변수의 수효는 $2N$ 개가 된다. 그러므로, 이 $2N$ 개의 제어 변수들을 가지고 무한개의 식(21)을 만족시키는 것은 가능하지 않다. 그중에서 하나의 유용한 조건은 N 차까지의 저차 고조파들을 제거시키는 것이다. 그러면, 식(21)은 다음의 $2N$ 개의 식으로 변화된다.

$$\begin{aligned} g_1 &= -\frac{2RI\beta}{V_L} \\ h_1 &= \frac{I_R}{I_D} \\ g_n &= \frac{a_n}{I_D} \quad (n=2, 3, \dots, N) \\ h_n &= \frac{b_n}{I_D} \quad (n=2, 3, \dots, N) \end{aligned} \quad (25)$$

식(8)을 식(25)에 대입하면 다음과 같은 형태의

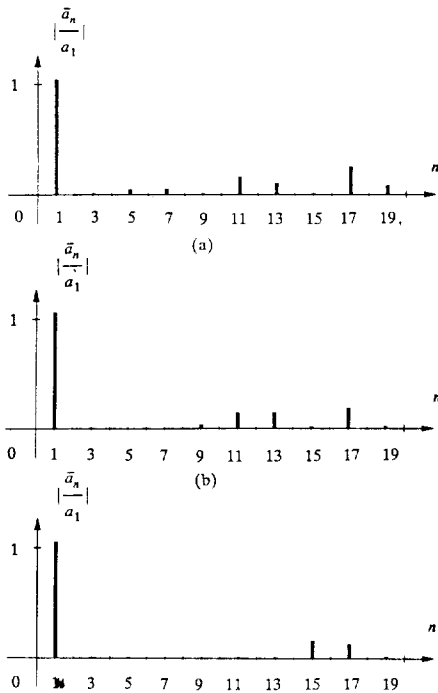


그림 10 보상된 전원 전류 i_{sc} 의 스펙트럼 (이론치)
 (a) 삼각파 변조법
 (b) 최적 주입법
 (c) 제안된 방법
Fig. 10 Spectrum of the compensated source current i_{sc} (theoretical results)
 (a) Triangular-wave modulation method
 (b) Optimized injection method
 (c) Proposed method

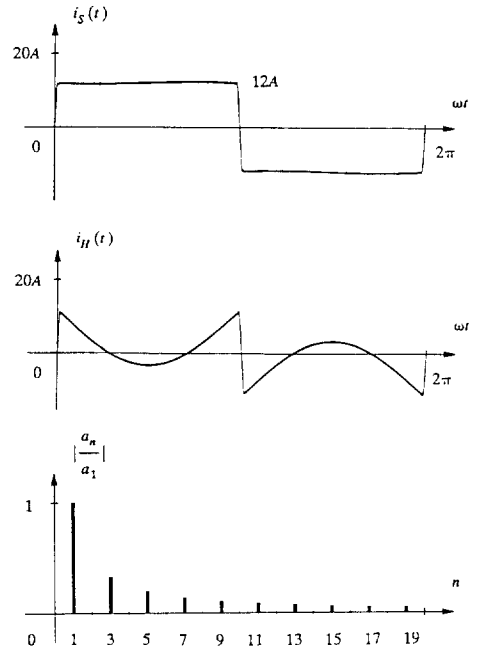
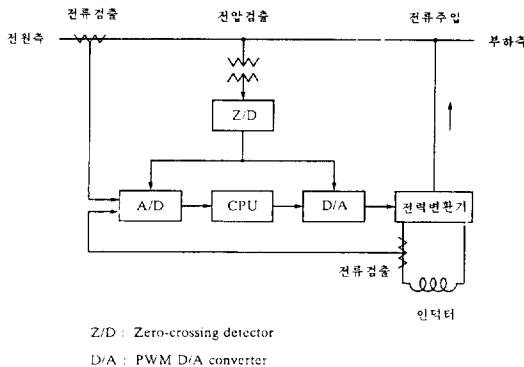


그림 12 400mH의 인덕터를 갖는 정류기 부하의 고조파 특성 (실험치)
 (a) 전원 전류 i_s
 (b) 고조파 전류 i_H
 (c) 전원 전류 i_s 의 스펙트럼
Fig. 12 Harmonic characteristics of the rectifier load with a 400mH inductor (experimental results)
 (a) Source current i_s
 (b) Harmonic current i_H
 (c) Spectrum of the source current i_s



Z/D : Zero-crossing detector
 D/A : PWM D/A converter

그림 11 실험용 능동 전력 필터에 대한 블록 선도
Fig. 11 Block diagram for the experimental active power filter

비선형 연립 방정식이 얻어진다.

$$f(x) = b \tag{26}$$

식(26)을 풀면 최종 결과인 스위칭 각 α_i 와 β_i 들이 결정된다.

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

제안된 펄스 폭 변조법을 가시화하기 위하여 한 단순한 예를 선택하였다. 선택한 예는 큰 인덕터 및 적절한 저항을 갖는 단상 전파 정류기가 전력 계통에 연결되어 있는 경우이다.

4.1 시뮬레이션 결과

무한 인덕터를 갖는 단상 전파 정류기 부하의 고조파 특성은 그림 7과 같다. 그림 8은, 주기당

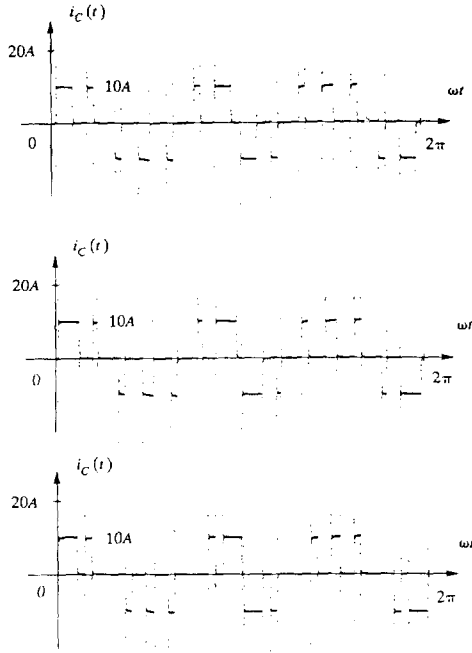


그림 13 보상 전류 i_c 의 파형 (실험치)

- (a) 삼각파변조법
- (b) 최적주입법
- (c) 제안된 방법

Fig. 13 Waveforms of the compensation current i_c (experimental results)

- (a) Triangular-wave modulation method
- (b) Optimized injection method
- (c) Proposed method

의 펄스 수 N 을 14로 하고 인덕터의 전류 I_D 를 10A로 하는 경우에, 삼각파 변조법과 최적 주입법 및 본 논문에서 제안된 방법으로 얻어지는 각각의 보상 전류 i_c 의 파형을 나타낸 것이며, 그림 9는 이 보상 전류들에 의해 보상된 전원 전류 i_{sc} 의 파형을 나타낸 것이다. 그림 10에서는 이 보상된 전원 전류 i_{sc} 의 스펙트럼들을 비교하였다.

$$i_{sc}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \bar{a}_n \sin(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} \bar{b}_n \cos(n\omega t). \quad (27)$$

그림 10에서 보면, 동일한 주기당의 펄스 수와 동일한 인덕터 전류 하에서, 제안된 방법이 다른 방법들에 비해 저차 고조파의 보상 효과가 가장 우수함을 알 수 있다.

4.2 실험 결과

제안된 방법의 효과를 검증하기 위하여 400V의

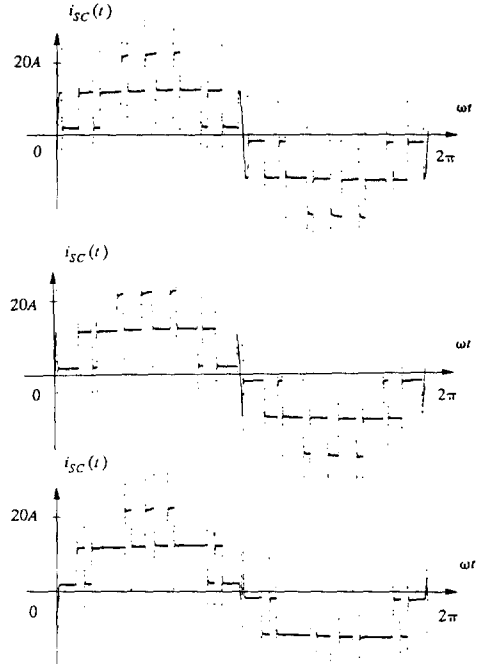


그림 14 보상된 전원 전류 i_{sc} 의 파형 (실험치)

- (a) 삼각파 변조법
- (b) 최적 주입법
- (c) 제안된 방법

Fig. 14 Waveforms of the compensated source current i_{sc} (experimental results)

- (a) Triangular-wave modulation method
- (b) Optimized injection method
- (c) Proposed method

접속점 전압과 10KVA의 용량을 갖는 실험용 능동 전력 필터를 사용하였다. PWM 제어부는 마이크로 프로세서와 A/D 변환기, PWM D/A 변환기 등으로 구성되었는데, PWM D/A 변환기에서 제어각의 해상도는 1.5MHz가 되도록 하였다. 그림 11에 실험용 능동 전력 필터의 블럭 선도를 나타내었다.

그림 12에서부터 그림 15까지가 실험을 통해서 얻어진 결과들이다. 그림에서, 파형은 12bit, 200 KHz의 해상도를 갖는 Storage scope를 사용하여 측정, 한 주기당 3333개의 데이터로 저장한 후 레이저 프린터를 이용하여 그린 것이며, 스펙트럼은 이 저장된 3333개의 파형 데이터를 FFT로 계산하여 얻은 것이다. 이러한 실험 결과들은 그림 7에서 그림 10까지의 시뮬레이션 결과들과 잘 일치한다.

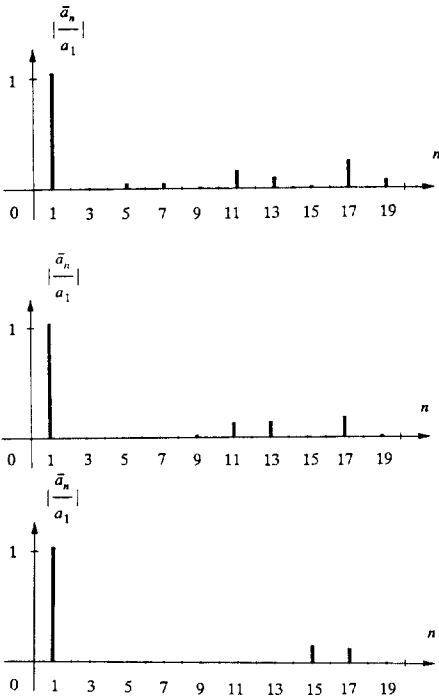


그림 15 보상된 전원 전류 i_{sc} 의 스펙트럼 (실험치)
 (a) 삼각파 변조법
 (b) 최적 주입법
 (c) 제안된 방법

Fig. 15 Spectrum of the compensated source current i_{sc} (experimental results)
 (a) Triangular-wave modulation method
 (b) Optimized injection method
 (c) Proposed method

5. 결론

본 논문에서는 단상 전류원형 능동 전력 필터에 대하여, 기존의 방법들보다 효율면에서 특히 우수한 새로운 펄스 폭 변조법을 제시하였다. 이 방법

은 기본적으로는 최적 주입법들[4, 5]을 기초로 한 것인데, 기존의 방법들과는 달리 펄스의 폭 뿐만 아니라 펄스의 위치도 역시 제어 변수로 하여 최적 주입법을 적용한다. 이렇게 함으로써 주기당의 펄스 수가 N 일 때 N 차까지의 고조파들을 완전히 제거할 수 있게 된다. 이러한 특성은 컴퓨터 시뮬레이션 및 실제의 실험을 통해서도 잘 확인되었다. 이 방법은 고조파 제거의 효율면에서는 우수하나 계산상의 부담 때문에 부하의 변동에 신속하게 대처하지 못한다. 따라서, 이 방법은 정상상태의 부하 조건에서만 적용될 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] L. Gyugyi, E.C. Strycula, "Active ac power filters," Proc. IEEE/IAS Annual Meeting, pp. 529-535, 1976.
- [2] H. Kawahira, T. Nakamura, S. Nakazawa, and M. Nomura, "Active power filter," Proc. IPEC Tokyo, pp. 981-992, 1983.
- [3] K. Hayafune, T. Ueshiba, E. Masada, and Y. Ogiwara, "Microcomputer controlled active power filter," Proc. IEEE/IES IECON, pp. 1221-1226, 1984.
- [4] G.H. Choe, M.H. Park, "A new injection method for ac harmonic elimination by active power filter," IEEE Trans. on IE, vol. 35, pp. 141-147, 1988.
- [5] S.H. Kim, J.K. Park, J.H. Kim, M.H. Park, and G.H. Choe, "An improved PWM current control method for harmonic elimination using active power filter," Proc. IEEE/IAS Annual Meeting, pp. 927-931, 1987.
- [6] I.G. Park, J.K. Park, "Optimal PWM methods for active power filters," Proc. IFAC Symposium on Power Systems and Power Plant Control, 1989.